

This Page Is Inserted by IFW Operations  
and is not a part of the Official Record

## **BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning documents *will not* correct images,  
please do not report the images to the  
Image Problem Mailbox.**

(19)日本国特許庁 (JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平7-202964

(43)公開日 平成7年 (1995) 8月4日

(51)Int. Cl.<sup>6</sup>  
H 0 4 L 27/22

識別記号

庁内整理番号  
9297-5K

F I

H 0 4 L 27/22

技術表示箇所

Z

審査請求 有 請求項の数 1 O L (全 8 頁)

(21)出願番号 特願平5-336765  
(22)出願日 平成5年 (1993) 12月28日

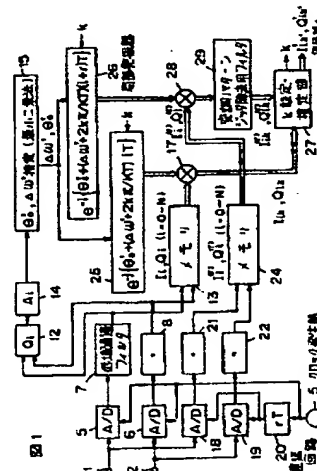
(71)出願人 000140041  
株式会社宇宙通信基礎技術研究所  
東京都千代田区岩本町2丁目12番5号  
(72)発明者 丸山 秀幸  
東京都千代田区岩本町二丁目12番5号 株  
式会社宇宙通信基礎技術研究所内  
(74)代理人 弁理士 草野 卓 (外1名)

(54)【発明の名称】 K相PSK変調信号用蓄積一括復調装置

(57)【要約】

【目的】 シンボル速度 ( $1/T$ ) に近い大きな周波数オフセットの推定も可能とする。

【構成】 準同期検波された複素信号はそのシンボル中央点  $iT$  とわずかずれた点  $(i+r)T$  とでそれぞれサンプリングされて  $N+1$  個がメモリ 13, 24 に記憶され、そのメモリ 13 に入力される信号から初期位相誤差  $\theta'_0$ 、周波数誤差  $\Delta\omega'$  が推定部 15 で推定され、局部発振器 25, 26 でそれぞれ局部信号  $\exp\{-j\{\theta'_0 + (\Delta\omega' + 2k\pi/KT) iT\}\}$ 、 $\exp\{-j\{\theta'_0 + (\Delta\omega' + 2k\pi/KT) (i+r)T\}\}$  が発生され、それぞれメモリ 13, 24 の信号と乗算器 17, 28 で複素乗算される。後者の出力はフィルタ 29 でパターンジッタが除去され、これと前者との距離の分散が推定部 27 で求められ、その分散が最小となる  $k$  (4 相 PSK の場合  $-4 \sim 3$ ) の時の乗算器 17 の出力を復号器へ出力する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 準同期検波された複素ベースバンドK相PSK信号に対し、シンボル中央位置 $iT$  ( $i$ は $0 \leq i \leq N$ の整数、 $T$ はシンボル周期)でサンプリングし、このサンプル値を $(N+1)$ シンボルに渡ってメモリに格納すると共に、上記サンプル値を用いて初期位相差及び周波数誤差を推定し、これら推定結果に基づき局部発振器の位相及び周波数を設定し、この局部発振器の出力を、上記メモリに格納されているサンプル値と複素乗算して復調を行うK相PSK変調信号用蓄積一括復調装置において、

上記推定周波数誤差に $2k\pi/KT$  ( $k$ は整数)を加算したものが上記局部発振器に周波数誤差として設定され、

上記シンボル中央位置以外のサンプル点 $(i+r)T$  ( $-0.5 < r < 0.5$ ,  $r \neq 0$ )で上記複素ベースバンドK相PSK信号をサンプリングする手段と、そのサンプリング手段よりのサンプル値を $(N+1)$ シンボルに渡って第2メモリに格納する手段と、

上記局部発振器の出力に対し、 $rT$ 位相がずれた信号を出力する第2局部発振器と、

その第2局部発振器の出力を上記第2メモリのサンプル値に複素乗算する乗算手段と、

その乗算手段の乗算出力に対する変調パターンジッタを除去する手段と、

そのパターンジッタ除去された信号を用い、そのばらつきが小さくなるように上記 $k$ を設定・推定する $k$ 設定・推定手段と、

が設けられていることを特徴とするK相PSK変調信号用蓄積一括復調装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【産業上の利用分野】 この発明は無線通信システムにおけるK相PSK変調信号を準同期検波してベースバンド信号とし、このベースバンド信号を、シンボル中央位置でサンプリングしそのサンプル値をメモリに格納すると共に、そのサンプル値を用いて初期位相差及び周波数オフセットを推定し、この結果に基づき局部発振器の位相と周波数を設定し、この局部発振器の出力と上記メモリに格納されたサンプル値との複素乗算を行うことで復調を行う蓄積一括復調装置に関する。

## 【0002】

【従来の技術】 従来の蓄積一括復調方式の構成図を図4に示す。ただし、ここでは $K=4$ とし、4相PSK変調信号の場合を示している。準同期検波された出力の同相検波出力 $I$ と直交検波出力 $Q$ とは入力端子1, 2からそれぞれ $A/D$ 変換器3, 4に入力されて、クロック発生器5からのクロックによりシンボル中央位置においてそれぞれサンプリングされてデジタル信号に変換され波形整形用低域通過フィルタ6, 7にそれぞれ通される。こ

れらフィルタ6, 7からの $(N+1)$ 個 ( $N$ は例えば50~100)の複素ベースバンド離散信号 $I_i, Q_i$  ( $i=0 \sim N$ )は位相誤差観測部12に入力されるとともに、 $(N+1)$ シンボルの複素信号を格納するメモリ13に蓄積される。位相誤差観測部12においては、 $(N+1)$ 個の信号それぞれに対し、正接演算 $Q_i = \tan^{-1}(Q_i / I_i)$ を行うことにより、その時点での位相を観測するが、変調による位相回転分を除去し、周波数オフセットによる位相回転のみを観測する必要があるため、正接演算実施後、 $\pi/4$ で除し、その剰余を観測する。この操作により変調による位相回転分は除去される。剰余演算実施前及び実施後における入出力位相誤差特性は図5Aで表される。同図より明らかなように、位相が $\pm\pi/4, \pm3\pi/4$ の時、位相誤差は0となり、この位相誤差が0でない場合はその偏角に応じた位相誤差が位相誤差観測部12より出力される。

【0003】 この出力は、位相積分器14において、

$(N+1)$ 個分に渡り積分される。そして、 $i$ シンボル目までの積分値 $A_i$  ( $i=0 \sim N$ )がそれぞれ初期位相誤差及び周波数オフセット推定部15に供給される。ここで、積分値 $A_i$ は時刻0から時刻 $iT$  ( $T$ はシンボル周期)までの位相回転量に相当することになる。図5Bに横軸を時間、縦軸を $A_i$ とした場合の概念図を示す。同図より明らかなようにオフセット推定部15へ入力される各値(○で示す)は一定傾向をもって増加または減少する。この $(N+1)$ 点での値を基に、オフセット推定部15にて最小二乗法を用い、一次直線近似する。そして、この直線の傾斜が周波数オフセット量 $\Delta\omega$ 、 $y$ 軸との切片が初期位相誤差 $\theta'$ として推定される。

【0004】 この推定値を引数として局部信号発生部16より搬送波位相誤差除去用局部信号 $\exp(-j(\theta' + \Delta\omega' \cdot T))$ を発生させ、これとメモリ13に蓄積されていた複素ベースバンド信号 $I_i, Q_i$ とを乗算器17において複素乗算する。その結果、入力信号は周波数誤差、位相誤差が除去され、出力信号 $I_i, Q_i$  ( $i=0 \sim N$ )は復号器に供給される。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】 先述の通り、従来の4相PSK変調信号用の蓄積一括復調方式においては、変調による位相回転分を除去するために $\pi/4$ による剰余演算を行う必要がある。したがって、周波数オフセット量 $\Delta f$ により1シンボル周期における位相回転量の絶対値 $|2\pi\Delta f T|$  ( $T$ はシンボル周期)が、主値の最大値である $1/(8T)$  ( $=\pi/4$ )を越える場合、一意的に周波数オフセット量 $\Delta f$ を推定することは不可能だった。

【0006】 更にこの点について説明する。4相のPSK変調信号の場合に、1シンボル周期における位相回転は図6に示すようになる。同図Aは図4中の推定部15にて推定される周波数オフセット $\Delta\omega'$ が正の場合、同

図Bは推定値 $\Delta\omega'$ が負の場合である。以下、図6Aの場合について述べる。最小二乗法により求まる角周波数オフセット推定値を $\Delta\omega'$  ( $=2\pi\Delta f$ ,  $\Delta f$ は周波数オフセット推定値)とすると、1シンボル期間における位相回転推定値は $\Delta\omega' T$ となる。これを同図の①に示す。ここで、○は1シンボル前での位相、○は現シンボルでの位相を示す。従来の技術においてはこの $\Delta\omega' T$ に対し、 $\Delta\omega' T < \pi/4$ という制約があり、これにより周波数オフセットを一意的に推定することが可能だった。しかしここで、真の周波数オフセットとして、シンボル速度 $R=1/T$ までの場合が存在するとすれば、1シンボル期間における位相回転量は①を含め図に示すように、①~⑧の8通りの可能性が存在することになり、真の位相回転量を $\Delta\omega T$ とすると、位相回転推定値との間に、

$$\Delta\omega T = \Delta\omega' T + (\pi/2)k$$

$$\Delta f = \Delta f' + kR/4$$

の関係が成立する。ただし、 $k$ は-4から3までの整数である。 $\Delta\omega'$ が負の場合、すなわち図6Bの場合も同様なことが言える。ただし、この場合、 $k$ は-3から4までの整数となる。

【0007】一例として、シンボル速度 $R$ が64kHzで、最小二乗法による周波数オフセット推定値 $\Delta f'$ が2kHzの場合、真の周波数オフセット $\Delta f$ がとりうる値は図7Aに示すようになる。この図より明らかなように、 $k$ を-3から4まで変化させることにより、 $\Delta f$ がとりうる値としては、-62kHzから50kHzまでの8通りの可能性がある。ここで、真の周波数オフセット $\Delta f$ を34kHzとし、 $k$ を変化させた場合の残留周波数オフセット量、すなわち真の値と推定値との差は図7Bに示すようになる。この場合、 $k=2$ で残留オフセット量は0となり、それ以外の場合の残留オフセット量は16kHzの整数倍となる。したがって、 $k$ を変化させるとともに、その際に得られる残留オフセット量が0であるか、それとも16kHzの整数倍であるかを判定すればよい。

【0008】しかし、1シンボル期間に1サンプルとして周波数オフセットの推定を行う場合、以下に述べる理由からその判定は不可能となる。図8Aに周波数オフセット $\Delta f$ が0の場合の信号配置を示す。波形整形用低域通過フィルタとしてはロールオフ率0.4のナイキストフィルタを用いている。同図より分かるように、周波数オフセット $\Delta f$ が存在しない場合、各サンプル値は○で示す4点に集中する。しかし、先述の例に従い、推定値 $\Delta f'$ を補正し、残留周波数オフセット量として16kHzの整数倍が生じた場合も、図8Bに示すようにサンプル値は同様に4点に集中する。

【0009】このため $k$ を変化させても、前記8通りの周波数オフセットの何れが真の周波数オフセットであるか判別することはできない。以上は4相PSK変調信号

( $K=4$ )の場合について述べたが、一般に $K$ 相PSK変調信号の場合、従来方式においては周波数オフセットの推定可能範囲は $1/(2KT)$ が限界とされていた。この発明の目的は、先に述べた周波数オフセットの推定限界を解消し、シンボル速度に近いような大きな周波数オフセットに対してもその推定を可能とする $K$ 相PSK信号用蓄積一括復調装置を提案することにある。

【0010】

【課題を解決するための手段】この発明は、従来の $K$ 相PSK変調信号用蓄積一括復調装置に対し、シンボル中央位置以外のサンプル点 $(i+r)T$  ( $-0.5 < r < 0.5$ ,  $r \neq 0$ )においても、入力複素ベースバンド信号をサンプリングする手段と、これらのサンプル値を $(N+1)$ シンボルに渡ってメモリに格納する手段と、シンボル中央位置に対し $rT$ ずれたタイミングに対する搬送波位相誤差除去用局部信号を発生する手段と、その局部信号と上記メモリから流出された信号とを複素乗算する手段と、その複素乗算出力に対し変調パターンジッタを除去する手段と、このジッタ除去された信号のばらつきから、これが小さくなるように $k$ の値を推定・設定する手段とが設けられ、かつ搬送波位相誤差除去用局部信号は、そのシンボル中央に対するもの、また $rT$ ずれたものの何れに対しても、推定値 $\Delta F'$ に $2\pi k/KT$ の周波数誤差が更に加えられて発生される。

【0011】

【実施例】図1にこの発明の実施例を示し、図4と対応する部分に同一符号を付けてある。この発明においては、入力端子1, 2からの準同期検波された複素ベースバンド4相PSK信号はA/D変換器18, 19でシンボル中央値 $iT$ から $rT$  ( $-0.5 < r < 0.5$ ,  $r \neq 0$ )ずれたタイミング $(i+r)T$ でサンプリングされる。このサンプリングクロックはクロック発生器5のクロックが遅延回路20で $rT$ だけ遅延されたものが用いられる。これらA/D変換器18, 19からのサンプル値 $I_i^{(r)}$ ,  $Q_i^{(r)}$  ( $i=0 \sim N$ )はそれぞれ波形整形用低域通過フィルタ21, 22を通じてメモリ24に格納される。一方、局部発振器25, 26が設けられ、これらに対して推定部15で推定された初期位相誤差 $\theta'$ 、周波数オフセット量 $\Delta\omega'$ が設定され、かつ $k$ 設定・推定部27から $k$ が設定される。局部発振器25から局部信号 $\exp(-j(\theta' + (\Delta\omega' + 2k\pi/KT)(i+r)T))$ が発生され、局部発振器26から局部信号 $\exp(-j(\theta' + (\Delta\omega' + 2k\pi/KT)(i+r)T))$ が発生される。つまりこれら局部信号は、図4の場合に対し、 $2k\pi/KT$ も周波数誤差として加えられている。

【0012】これら局部発振器25及び26は例えば図2に示すように構成される。演算部31に初期位相誤差 $\theta'$ 、周波数オフセット推定値 $\Delta\omega'$ 、 $k$ の値及び入力信号の入力時刻を示す $i$ または $(i+r)$ が入力され

5

て  $\theta' + (\Delta\omega' + 2k\pi/KT) iT$  が演算され、その演算結果に対し、割算部32において  $2\pi$  で割った残りを求める剰余演算がされ、その出力が局部信号の指数関数の引数となり、ROMテーブル33にアドレスとして与えられる。ROMテーブル33では、この入力アドレスに対応した複素指数データを出力する。その出力のうち、正弦成分については乗算部34において  $(-1)$  と乗算されて出力される。

【0013】図1の説明に戻って、メモリ13から読出された各サンプル値  $I_i$ 、 $Q_i$  は局部発振器25からの局部信号が乗算量17で複素乗算されて  $k$  設定・推定部27に供給される。またメモリ24から読出された各サンプル値  $I_i^{(r)}$ 、 $Q_i^{(r)}$  は局部発振器26からの局部信号が乗算器28で複素乗算される。この乗算出力に変調パターンジッタ除去用フィルタ29により、タイミング  $(i+r)T$  における変調にもとづくばらつき(ジッタ)が除去されて  $k$  設定・推定部27に供給される。

【0014】ところで周波数オフセットが存在しない場合のアイパターンは図9Aに示すようにシンボル中央位置  $iT$ 、すなわちアイ開口部においてサンプリングを行うと、その値は  $+1$  または  $-1$  となる。しかし  $(i+r)T$  点でサンプリングを行うと、変調パターンによる影響で、そのサンプル値はジッタをもつ。このジッタを除去するために用いられるフィルタ29の周波数特性は、送受信総合での波形整形フィルタのインパルス応答を、シンボル中央位置から  $rT$  だけずらし、 $T$  間隔で離散化し、それをフーリエ変換して求まる周波数特性の逆特性を有するものであり、これに  $(i+r)T$  のサンプル値を通すことにより、 $(i+r)T$  点におけるサンプル値は変調パターンの影響によるジッタが除去されるため、そのアイパターンは図9Bに示すように、 $iT$  点ではジッタをもつようになるが、 $(i+r)T$  点では  $+1$  又は  $-1$  をとることになる。この特性は図10Aの信号配置図においても明らかである。○が  $(i+r)T$  点でのサンプル値である。このサンプル値が4点のいずれかをとることが分かる。図10Aは周波数オフセット  $\Delta f$  が0の場合であるが、例えば先の例に従って  $16\text{kHz}$  の残留オフセットが存在する場合、その特性は図10Bに示すように変化する。 $(i+r)T$  点でのサンプル値、すなわち○で示す値がばらつきをもつことが分かる。したがって、この発明では各  $k$  においてこのばらつきの状況等を観ることにより、ばらつきの最も小さい  $k$  を決定し、残留オフセット量を0とする。

【0015】 $k$  設定・推定部27における処理手順の一例を図3に示す。 $k$  推定に要するサンプル数はメモリ13、24に格納された  $(N+1)$  サンプルのうち、 $i_s$  番目から  $I_s$  番目までの  $(I_s - i_s + 1)$  サンプルとする。まず  $k=0$  とし ( $S_1$ )、また  $i=i_s$  とする ( $S_2$ )、次に設定された  $k$  に基づき  $k$  設定・推定部27に入力されるサンプル点  $iT$  での複素データ ( $I_{ki}$ 、

6

$Q_{ki}$ ) とサンプル点  $(i+r)T$  での複素データ ( $I_{ki}^{(r)}$ 、 $Q_{ki}^{(r)}$ ) との信号点間の距離  $d_{ki}$  が算出される ( $S_3$ )。この距離  $d_{ki}$  の計算は  $i$  が  $i_s$  になるまで  $i$  を更新して行う ( $S_4$ 、 $S_5$ )。次にこれら  $(I_s - i_s + 1)$  サンプルに渡る距離  $d_{ki}$  の分散  $\sigma_k^2$  をとる ( $S_6$ )。

【0016】その分散  $\sigma_k^2$  が今までに計算した分散の中で最小値  $\sigma_{k'}^2$  より小さいかをチェックし

( $S_7$ )、 $\sigma_k^2$  が  $\sigma_{k'}^2$  より小さい場合は、その  $\sigma_k^2$  を  $\sigma_{k'}^2$  ( $S_8$ )、これに対応した  $(I_{ki}$ 、 $Q_{ki}$ ) を ( $I_{k'-1}$ 、 $Q_{k'-1}$ ) として格納しておく ( $S_9$ )。この処理をとりうるすべての  $k$  ( $\leq K$ ) において繰り返す ( $S_{10}$ 、 $S_{11}$ )、最終的に分散  $\sigma_k^2$  が最小となる ( $I_{k'-1}$ 、 $Q_{k'-1}$ ) を復調出力 ( $I_{k'-1}$ 、 $Q_{k'-1}$ ) として出力し ( $S_{12}$ )、これが復号器に供給される。

【0017】以上は複素信号間距離  $d_{ki}$  の分散  $\sigma_k^2$  を比較してそれが最小となる  $k$  を求めたが、このうちの実成分すなわち  $(I_{ki} - I_{ki}^{(r)})$  の絶対値または虚数成分すなわち  $(Q_{ki} - Q_{ki}^{(r)})$  の絶対値の分散を比較してその分散が最小となる  $k$  を求めてもよい。この場合は演算量の削減が図られる。また、以上の例ではとりうる全ての  $k$  について分散の大小比較を行っているが、あるしきい値を設定し、分散値がこのしきい値以下となった場合、それに対応する  $(I_{ki}$ 、 $Q_{ki})$  を ( $I_{k'-1}$ 、 $Q_{k'-1}$ ) として出力してもよい。この場合、 $k$  推定に要する時間の短縮が図られる。さらに、以上示した例はサンプル点  $iT$  での複素データ ( $I_{ki}$ 、 $Q_{ki}$ ) とサンプル点  $(i+r)T$  での複素データ ( $I_{ki}^{(r)}$ 、 $Q_{ki}^{(r)}$ ) との両方のデータを基に分散値の計算を行ったが、 $i=i_s \sim I_s$  での  $(I_{ki}^{(r)}$ 、 $Q_{ki}^{(r)})$  の分散値が最小となる  $k$  を推定してもよい。

【0018】以上のようにして正しい  $k$  が推定され、位相誤差及び周波数誤差が完全に除去された場合は、変調パターンジッタ除去フィルタ29の出力 ( $I_{k'}^{(r)}$ 、 $Q_{k'}^{(r)}$ ) にジッタは生じないものとなる。上述において、シンボル中央位置と  $rT$  ずれた位置の各サンプル値を得るため、それぞれ各別のA/D変換器を設けたが、例えば1サンプルを4サンプルずつサンプリングし、そのうちの2番目(中央位置)のものと、3番目(中央位置から  $rT$  ( $r=0, 2, 5$ ) ずれた位置)のものとして用いてもよい。あるいは例えば電子情報通信学会論文誌B、Vol. J71-B、No. 4、pp. 540~546「PSK信号蓄積一括復調方式におけるタイミング抽出とキャリヤ抽出」中に述べている手法においては1シンボル中を多数サンプリングするがこのサンプル点中の中央位置と、これから  $rT$  ずれた位置のものとを用いるようにしてもよい。

【0019】

【発明の効果】以上述べたように従来においては周波数

オフセットの推定範囲は  $1/2KT$  ( $K$ : 変調相数、 $T$ : シンボル周期) が限界であったが、この発明によればシンボル速度に近いような大きな周波数オフセットに対しても推定することができる。この発明は低軌道衛星を用いた衛星通信システムのようにドプラシフトの影響により大きな搬送周波数オフセットが生じる無線通信システムに適用して効果的である。

【図面の簡単な説明】

【図1】 この発明の実施例を示すブロック図。

【図2】 図1中の局部発振器25(26)の構成例を示すブロック図。

【図3】 図1中の  $k$  設定・推定部27における処理手順の一例を示す流れ図。

【図4】 従来の4相PSK変調信号用蓄積一括復調装置を示すブロック図。

【図5】 Aは従来装置における変調成分除去のための剰余演算時の瞬時位相の入出力特性図、Bは従来装置にお

ける周波数誤差、初期位相誤差の推定に用いる最小二乗法に関する概念図である。

【図6】 4相PSK変調信号の1シンボル周期内の位相回転を示す図。

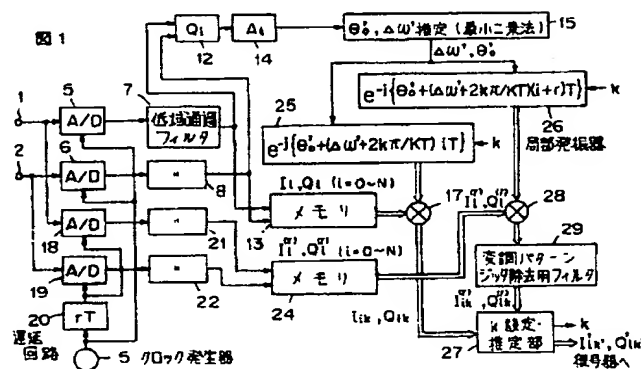
【図7】 Aは推定周波数オフセット  $\Delta f'$  と真の周波数オフセット量との関係例を示す図、Bは真のオフセットが34kHzの場合の残留周波数オフセットの例を示す図である。

【図8】 周波数オフセットが0及びシンボル速度の  $1/4$  倍のときの4相PSK変調信号の信号配置を示す図。

【図9】 変調パターンジッタ除去用フィルタ29(図1)通過前及び通過後における信号のアイパターンを示す図。

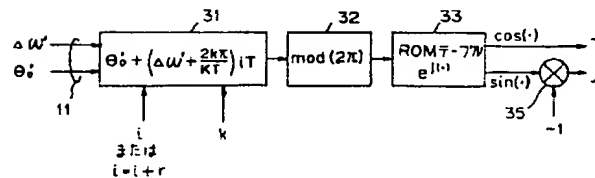
【図10】 周波数オフセットが0及びシンボル速度の  $1/4$  倍のときの変調パターンジッタ除去用フィルタ通過後における信号配置を示す図。

【図1】

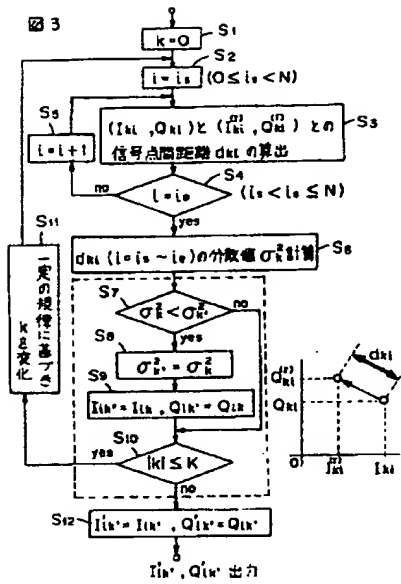


【図2】

図2

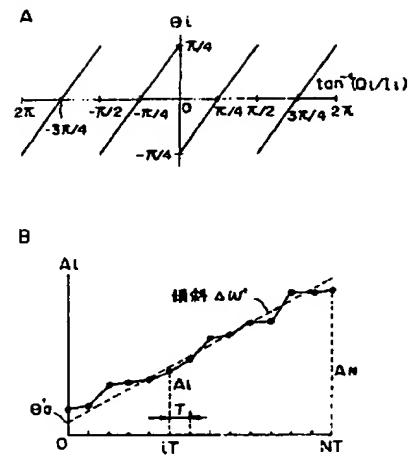


【図3】

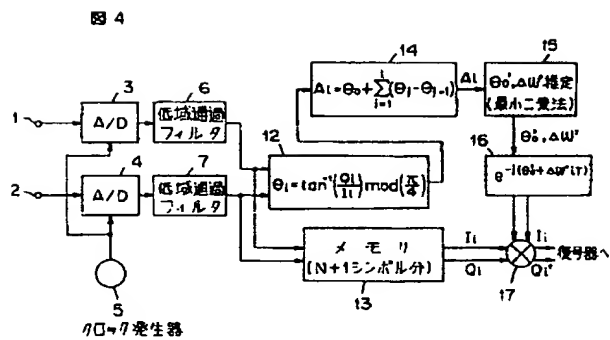


【図5】

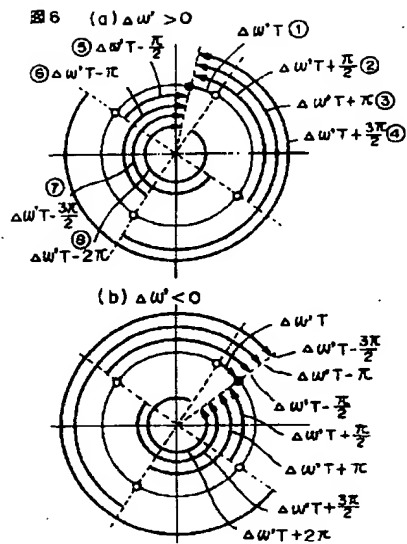
図5



【図4】



[図6]



[図7]

図7

A

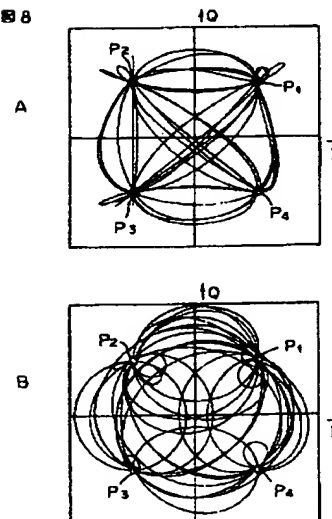
$\Delta f'$	k	$\Delta f (= \Delta f' + kR/K)$
2 kHz	-4	-62 kHz
	-3	-46
	-2	-30
	-1	-14
	0	2
	1	18
	2	34
	3	50

B

$\Delta f$	$\Delta f'$	k	残留周波数オフセット $\Delta f - (\Delta f' + kR/K)$
34 kHz	2 kHz	-4	96 kHz
		-3	80
		-2	64
		-1	48
		0	32
		1	16
		2	0
		3	16

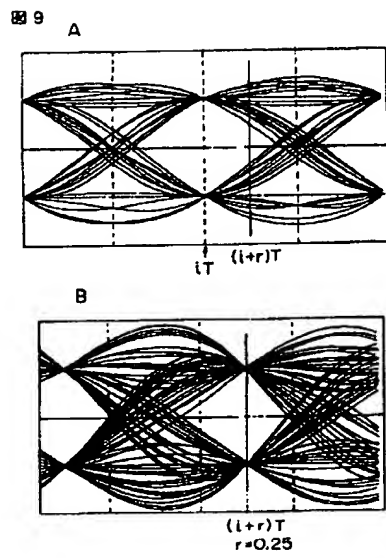
[図8]

図8





【図9】



【図10】

